

doi:10.11835/j.issn.1000-582X.2021.207

混合永磁游标电机磁链观测器设计与协调控制方法

包广清^a, 祁武刚^{a,b,c}

(兰州理工大学 a.电气工程与信息工程学院; b.甘肃省工业工程先进控制重点实验室; c.电气与控制工程
国家级实验教学示范中心, 兰州 730050)

摘要:为了改善传统永磁顶驱钻井系统体积大、能耗高等问题,在顶驱钻井系统中引入混合永磁游标电机(hybrid permanent magnet vernier machine, HPMVM)构成新型直驱式顶驱系统。文章针对该电机磁链观测与驱动协调控制展开研究。首先,在两相旋转坐标下实现了永磁磁链的解耦,设计了一种超螺旋(Super Twisting Algorithm, STA)滑模永磁磁链观测器,实现了永磁磁链的准确观测。然后,建立不同速度区间与低矫顽力永磁体充/去磁状态的映射关系,提出了结合分区控制的最优转矩控制策略。在低速区内,饱和磁化状态使电机获得最优转矩;高速区内为了减少电机连续调节永磁体磁化状态带来的励磁损耗,采用分段调磁控制,并在定子电压、电流限制下,构建Lagrange辅助函数,通过对该函数求取极值获得最优转矩。最后,通过与传统弱磁控制进行仿真对比分析,表明STA滑模磁链观测器能够快速且准确辨识永磁磁链,并在全速域内实现最大转矩的输出,且降低了电机的铜耗,从而提高了整个电机系统的效率。

关键词:混合永磁游标电机;磁链观测;超螺旋算法;转速分区;最优转矩控制

中图分类号:TM351

文献标志码:A

文章编号:1000-582X(2022)11-069-11

Flux observer design and coordinated control method for hybrid permanent magnet vernier machine

BAO Guangqing^a, QI Wugang^{a,b,c}

(a. College of Electrical and Information Engineering; b. Key Laboratory of Gansu Advanced Control for Industrial Processes; c. National Demonstration Center for Experimental Electrical and Control Engineering Education, Lanzhou University of Technology, Lanzhou 730050, P. R. China)

Abstract: In order to solve the problems of large volume and high energy consumption of traditional permanent magnet top drive drilling system, hybrid permanent magnet vernier machine (HPMVM) is introduced into the top drive drilling system to form a new direct drive top drive system. In this paper, the coordinated control of flux observation and drive is studied. Firstly, the decoupling of permanent magnet flux linkage is realized in two-phase rotating coordinates, and a super twisting algorithm (STA) sliding mode permanent magnet flux observer is designed to realize the accurate observation of permanent magnet flux linkage. Then, the mapping relationship between the different speed ranges and the charging/

收稿日期:2021-01-18 网络出版日期:2021-04-29

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51967012);甘肃省重点研发计划资助项目(20YF8GA055)。

Supported by National Natural Science Foundation of China (51967012) and Key Research and Development Program of Gansu Province (20YF8GA055).

作者简介:包广清(1972—),女,教授,博士生导师,主要从事电机本体及控制研究,(E-mail)gqbao@lut.cn。

demagnetizing state of the low coercivity permanent magnet is established, and the optimal torque control strategy combined with partition control is proposed. In the low-speed region, the optimal torque can be obtained when the motor is in saturation magnetization state; in the high-speed region, in order to reduce the excitation loss caused by the motor's continuous adjustment of the permanent magnet magnetization state, the segmented magnetization control is adopted. Under the limitation of stator voltage and current, the Lagrange auxiliary function is constructed, and the optimal torque is obtained by calculating the extreme value of the function. Finally, compared with the traditional flux weakening control, the simulation shows that the STA sliding mode flux observer can quickly and accurately identify the permanent magnet flux, which can achieve the maximum torque output in the full speed domain, and reduce the copper consumption of the motor, thus improving the efficiency of the whole motor system.

Keywords: HPMVM; flux linkage observation; super-twisting algorithm; speed division; optimal torque control

随着电气、液压、机械以及控制等相关学科的飞速发展,顶驱钻井系统(top-driving drilling system, TDS)已成为钻采装备的主流机型。国内传统 TDS 大多数采用异步电机加齿轮箱的传动机构,但有关数据表明,超过 40%故障来自齿轮箱机械故障,且维护保养成本高^[1]。基于永磁同步电机(permanent magnet synchronous machine, PMSM)的直驱式 TDS 系统,由于不需要配备额外的齿轮变速机构,系统可靠性得到提升^[2]。然而,为了满足 TDS 低速大转矩要求,采用普通 PMSM 的槽数及永磁体极数较多,导致 TDS 装备体积笨重庞大,机组运维成本依旧居高不下。

近年来,基于“磁齿轮效应”的磁场调制电机引起了工业界和学术界的广泛关注。其中,永磁游标电机(permanent magnet vernier machine, PMVM)由于具有“自减速”和高功率密度的特点,可以省去齿轮箱等复杂传动链,实现了无齿传动,从而避免传动磨损和漏油等因素所造成的机械故障,并且降低噪音污染,有效提升工作效率、机械稳定性和使用寿命。TDS 全速域、多工况应用背景要求顶驱电机系统能够实现大范围高效平滑调速,然而基于磁性能较为稳定的高矫顽力永磁体(high coercive force, HCF)电机气隙磁场难以调节,PMVM 电机弱磁范围有限。同时弱磁控制会增加电机铜耗,导致系统效率下降,还可能造成不可逆退磁的风险^[3]。因此,在 PMVM 中引入低矫顽力永磁体(low coercive force, LCF),构成混合永磁游标电机,既可以保证电机的力能指标,又能够根据工况需求实时调节气隙磁场,实现电机的高转矩输出和弱磁扩速能力^[4]。

为实现顶驱电机与传动链之间的“柔性”连接,除电机本体外,功率变换器及其控制系统对于机组整体工作性能具有重要影响。普通电机驱动的变频调速控制在石油机械中已得到广泛应用,就 HPMVM 电机而言,目前的研究主要集中在电机拓扑结构和电磁分析等方面,涉及其他特性以及控制系统的研究成果相对较少。根据调磁与驱动控制的相互关系,主要分为以下 2 类:

1) 磁通与转矩复合控制。针对交流脉冲调磁型混合永磁电机,通常采用磁场定向矢量控制技术,利用三相电枢绕组合成直轴脉冲磁动势来改变 LCF 的磁化水平^[5]。由于电枢绕组同时具备驱动和调磁 2 种功能,可以通过磁通与转矩的合理配合实现协调控制,目前的研究成果有:基于定子磁链观测器的电流解耦控制可以有效抑制充/去磁过程中的转矩脉动^[6],但此方法易受电机参数的影响;电流滞环 PI 控制避免了调磁电路频繁动作^[7],但是转矩脉动较为严重;最大转矩电流比(maximum torque per ampere, MTPA)与实时磁化状态协调控制降低了系统损耗和充/去磁造成的直流母线电压波动^[8],但是不同磁化状态下的 MTPA 曲线不同,需要测量的数据较多。

2) 磁通与转矩解耦控制。针对直流脉冲调磁型混合永磁电机,在速度、电流双闭环调速系统的基础上引入在线调磁模块^[9-10],该模块由 DC/DC 变换器和 H 桥功率电路组成,前者用于控制充、去磁电流幅值,后者控制磁化电流的方向和作用时间,并实现永磁双凸极与开关磁阻 2 种电机运行模式^[11-12]。另外,还有电枢磁场重构容错控制,进一步增加电机的容错运行能力^[13]。由于电枢绕组与调磁绕组在结构上完全解耦,可以

根据系统控制要求实时调节 LCF 永磁磁化状态来确定电机的磁负荷,但是需要获取准确的实时磁链值。

基于顶部驱动钻井平台的直驱式顶驱永磁电机系统是一个庞杂的机电能量转换系统,笔者以混合永磁游标电机(hybrid permanent magnet vernier machine, HPMVM)为研究对象,在分析该电机工作原理和数学模型的基础上,设计一种抖振较小的 STA 滑模永磁磁链观测器,并建立不同速度区间与永磁体充/去磁状态的映射关系,实现永磁体充磁状态与速度区间的最佳优化匹配,并提出了结合分区控制的最优转矩控制策略。低速区内,饱和磁化状态时使 HPMVM 获得最优转矩;高速区内采用分段调磁控制,利用科恩塔克条件与电流、电压的约束构建目标函数,利用 Lagrange 辅助函数求取极值获得高速区内的最优转矩的输出条件。最后,通过与传统弱磁控制进行仿真对比分析,验证文中所提出控制策略的有效性。

1 HPMVM 的调磁原理及数学模型

1.1 HPMVM 的调磁原理

HPMVM 结合了“磁齿轮”效应与“记忆电机”概念,通过磁齿轮的场调制原理,将低转速的转子磁链调制至高转速的定子气隙磁场,实现了电机大转矩的输出。HPMVM 的结构如图 1 所示^[13],该电机与传统的永磁游标电机有所不同,采用内定子结构,定子电枢齿采用深槽裂齿结构,形成 24 个调制极,且调磁绕组、电枢绕组和 LCF 永磁体均置于定子上,通过调磁绕组调节改变 LCF 的磁化状态,以达到改变气隙磁场的目的。转子采用外转子结构,多极对数 HCF 永磁体采用交替极设计,以减少永磁体使用量。

该 HPMVM 采用串联永磁磁路来提供气隙磁通,其调磁过程包括充磁和去磁 2 个过程,笔者以去磁为例分析调磁机理。电机运行之前,2 种永磁体首先被正向饱和充磁。如图 2 所示,2 种永磁体单独工作时,其工作点为 P_0 和 Q_0 。由于 2 种永磁体是串联的机制,所以具有相同的磁密,工作点也互相影响,实际的工作点将会发生偏移,即从 P_0 、 Q_0 转移到 P_2 、 Q_2 。当施加一定的负向去磁电流脉冲时,HCF 永磁体的工作点将沿着 Q_2Q_1 移动,最终稳定工作点 Q_1 ,LCF 永磁体的工作点将沿着 $P_2P_0P-P_3P_1$ 移动,最终稳定在 P_1 点。若施加更强的退磁电流脉冲,其永磁体工作点的运动情况与前面叙述相似。

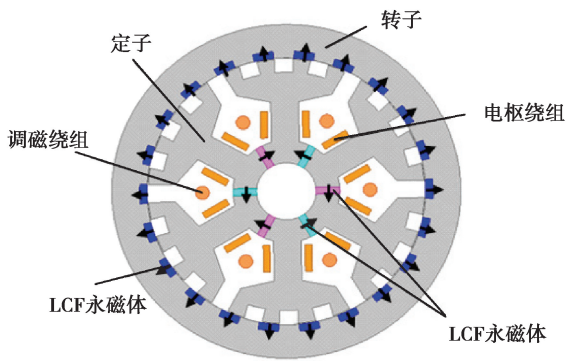


图 1 混合永磁游标电机

Fig. 1 Hybrid permanent magnet vernier machine

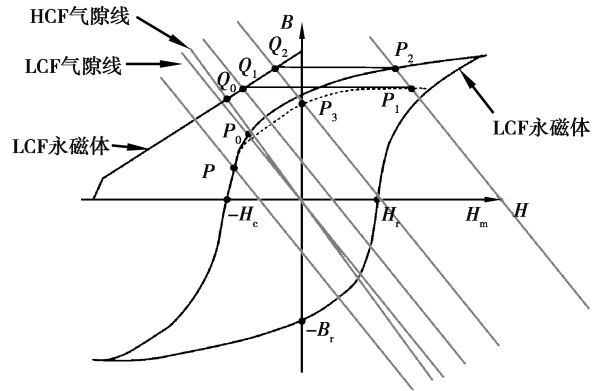


图 2 HPMVM 调磁机理图

Fig. 2 Magnetic modulation mechanism diagram of HPMVM

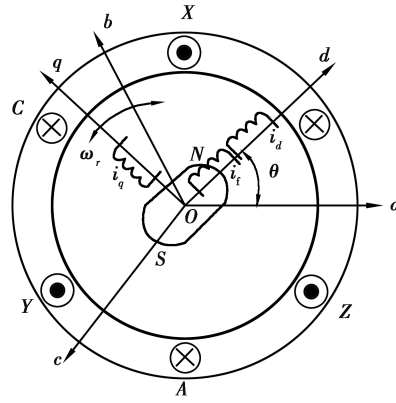
1.2 HPMVM 的数学模型

忽略温度和涡流损耗等因素的影响,根据电机工作原理,构建如图 3 所示的 HPMVM 的等效物理模型。根据图 3 中的 HPMVM 等效模型,可以得到 HPMVM 在两相旋转 dq 坐标下的数学模型。

定子绕组的磁链方程为:

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & M_{sf} \\ 0 & L_q & 0 \\ 1.5M_{sf} & 0 & L_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{pm}(i_f) \\ 0 \\ \psi_{lpm}(i_f) \end{bmatrix}, \quad (1)$$

式中: L_d 和 i_d 分别为电机定子绕组 d 轴电感和电流; L_q 和 i_q 分别为电机定子绕组 q 轴电感和电流; ψ_d 、 ψ_q 为电机的 d 轴和 q 轴的磁链; ψ_f 、 $\psi_{pm}(i_f)$ 和 $\psi_{lpm}(i_f)$ 分别为励磁绕组磁链、永磁磁链和磁链到励磁绕组永

图 3 dq 坐标系下的 HPMVM 的物理模型Fig. 3 Physical model of HPMVM in dq coordinate system

磁磁链; M_{sf} 为励磁绕组和电枢绕组之间的互感; i_f 为调磁脉冲电流。

电压方程为

$$\begin{cases} u_d = R_1 i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega\psi_q, \\ u_q = R_1 i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega\psi_d, \\ u_f = R_f i_f + \frac{d\psi_f}{dt}, \end{cases} \quad (2)$$

式中: R_1 为电机定子相绕组的电阻; u_d 和 u_q 分别为电机定子绕组 d 轴电压和 q 轴电压; ω 为电机转子旋转电角速度。

转矩方程为

$$T_e = \frac{3}{2} p i_q \psi_{pm}(i_f) + \frac{3}{2} p i_q i_d (L_d - L_q) + \frac{3}{2} p i_q M_{sf} i_f, \quad (3)$$

式中: T_e 为电机的电磁转矩; p 为电机的极对数; $\frac{3}{2} p i_q \psi_{pm}(i_f)$ 为永磁转矩; $\frac{3}{2} p i_q i_d (L_d - L_q)$ 为磁阻转矩;

$\frac{3}{2} p i_q M_{sf} i_f$ 为调磁脉冲瞬时转矩。

2 基于 STA 的永磁磁链观测器设计

在 HPMVM 调磁过程中,施加调磁脉冲的幅值取决于电机当前磁化状态和目标磁化状态。要实现恰当的充/去磁控制,需要解决以下问题:

1) 明确永磁磁链与调磁脉冲之间的变化关系。通过有限元分析获得如图 4 所示调磁脉冲与永磁磁链之间的对应关系。HPMVM 正向充磁与反向去磁均具有饱和非线性,由于 2 种永磁体之间采用串联调磁机理,高矫顽力永磁体对低矫顽力充/去磁的影响较大,导致 HPMVM 磁链调节特性曲线并不对称。

2) 获得电机的实时永磁磁链。目前检测的主要方法有:文献[14]采用自适应观测法,实现了电机的多个参数的同时辨识,但是各个参数的之间的交叉耦合易造成系统不稳定;卡尔曼滤波磁链观测法^[15],此方法观测精度较高,然而计算较为复杂;滑模观测法^[16]存在系统

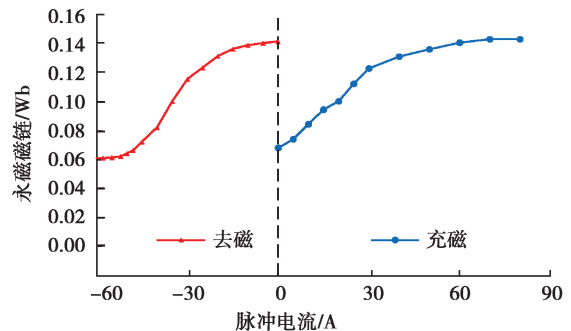


图 4 永磁磁链与调磁脉冲关系

Fig. 4 Relationship between permanent magnet flux linkage and modulation pulse

抖振的问题。文中设计了一种抖振较小的 STA 滑模永磁磁链观测器,下面进行具体说明。

2.1 超螺旋算法

文献[17]中利用 Lyapunov 理论证明了 STA 的连续性与稳定性。STA 滑模控制由扰动项 $\rho_1(x_1, t)$ 、 $\rho_2(x_2, t)$ 和不连续滑模变量 sgn 函数两大部分组成,为

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = -k_1 |x_1 - \hat{x}_1|^r \text{sgn}(x_1 - \hat{x}_1) + x_2 + \rho_1(x_1, t), \\ \dot{\hat{x}}_2 = k_2 + \rho_2(x_2, t), \end{cases} \quad (4)$$

式中: x_1, x_2 和 \hat{x}_1, \hat{x}_2 分别表示状态变量及其估计值; $\rho_1(x_1, t), \rho_2(x_2, t)$ 为系统扰动; k_1 和 k_2 为控制切换增益。

为了保证系统在一定时间内收敛到滑模面,则扰动项必须全局有界,即 $\rho_1(x_1, t) \leq \sigma |x_1|^r$ (σ 为任意正常数), $0 < r \leq 0.5$, 且控制器的增益 k_1 和 k_2 必须满足

$$\begin{cases} k_1 > 2\sigma, \\ k_2 > k_1 \frac{5\sigma k_1 + 4\sigma^2}{2(k_1 - 2\sigma)}. \end{cases} \quad (5)$$

2.2 永磁磁链观测器的设计

忽略调磁脉冲动态变化的影响,结合式(1)和式(2),可得:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} \omega i_q + \frac{u_d}{L_d}, \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} \omega i_d + \frac{u_q}{L_q} - \frac{\omega}{L_q} \psi_{\text{pm}}(i_f). \end{cases} \quad (6)$$

由式(6)可知,永磁磁链只出现在 q 轴的方程中,因此将 q 轴方程写成

$$\frac{di_q}{dt} = A i_q + B u + K_e e_q, \quad (7)$$

式中, e_q 为永磁磁链旋转电动势在 q 轴上的分量。 $A = -R/L_q, B = 1/L_q, u = u_q - L_d \omega i_d, K_e = -1/L_q, e_q = \omega \psi_{\text{pm}}(i_f)$ 。

根据式(4),设计如下二阶滑模观测器:

$$\frac{d\hat{i}_q}{dt} = \frac{u_q}{L_q} - \frac{R}{L_q} \hat{i}_q - \frac{L_d}{L_q} \omega i_d - \frac{\omega}{L_q} (k_1 |\tilde{i}_q|^{1/2} \text{sgn}(\tilde{i}_q) + \int k_2 \text{sgn}(\tilde{i}_q) dt), \quad (8)$$

式中, \tilde{i}_q 为 q 轴电流误差估计值, $\tilde{i}_q = \hat{i}_q - i_q$; \hat{i}_q 为 q 轴电流的观测值。

选取滑模超平面函数 $S(x) = \tilde{i}_q = 0$, 对应式(4),可得

$$\begin{cases} \rho_1 = \frac{u_q}{L_q} - \frac{R}{L_q} \hat{i}_q - \frac{L_d}{L_q} \omega i_d, \\ \rho_2 = 0, \\ \hat{x}_1 = \hat{i}_q, \\ x_1 - \hat{x}_1 = -\tilde{i}_q. \end{cases} \quad (9)$$

当 $\sigma \gg 0$ 时,满足下列不等式

$$\frac{u_q}{L_q} - \frac{R}{L_q} \hat{i}_q - \frac{L_d}{L_q} \omega i_d \leq \sigma |\tilde{i}_q|^{1/2}. \quad (10)$$

满足式(9)和式(10),则保证了在有限的时间内,系统能够收敛到滑模的超平面。式(8)减去(7)得

$$\frac{d\tilde{i}_q}{dt} = -\frac{R}{L_q} \tilde{i}_q + \frac{\omega}{L_q} (\psi_{\text{pm}}(i_f) - k_1 |\tilde{i}_q|^{1/2} \text{sgn}(\tilde{i}_q) - \int k_2 \text{sgn}(\tilde{i}_q) dt). \quad (11)$$

当观测值 \hat{i}_q 与实际值 i_q 相等时,即系统到达了滑模超平面,此时则有:

$$\psi_{\text{pm}}(i_f) = k_1 |\tilde{i}_q|^{1/2} \text{sgn}(\tilde{i}_q) + \int k_2 \text{sgn}(\tilde{i}_q) dt. \quad (12)$$

经以上分析,构建如图 5 所示的 STA 滑模永磁磁链观测框图。

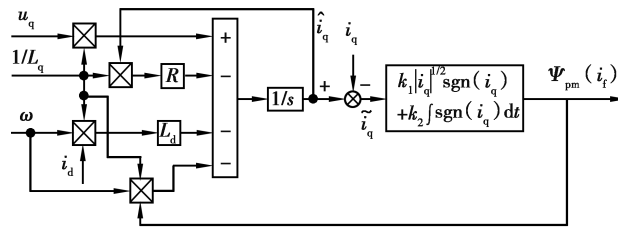


图 5 STA 滑模永磁磁链观测框图

Fig. 5 Observation block diagram of STA sliding mode permanent magnet flux linkage

3 HPMVM 控制策略

3.1 电压和电流极限约束

考虑到电机的发热以及逆变器容量等因素,电机在运行时定子电压、电流和调磁绕组电流必须限制在允许的范围。基本的约束关系为

$$\begin{cases} i_d^2 + i_q^2 \leq i_{s\max}^2, \\ u_d^2 + u_q^2 \leq u_{s\max}^2, \\ -i_{fD\max} \leq i_f \leq i_{fI\max}, \end{cases} \quad (13)$$

式中: $i_{s\max}$ 、 $u_{s\max}$ 分别为电机定子电流和电压的极限值; $i_{fI\max}$ 、 $-i_{fD\max}$ 分别为充去磁过程中极限脉冲电流值。

在同步旋转坐标系中,采用 $i_d=0$ 控制,忽略定子电阻压降,电机稳态时电压限制椭圆方程的数学表达式为

$$(\psi_{pm}(i_f))^2 + (L_q i_q)^2 = \left(\frac{U_{dc}}{\sqrt{3}\omega}\right)^2, \quad (14)$$

式中, U_{dc} 为逆变器直流侧电压。

图 6 为 HPMVM 定子电压和电流极限约束示意图。在相同的磁化状态下,定子电压椭圆的中心位置不变,但是随着电机转速的升高逐渐向内收缩;磁化状态发生变化时,其定子电压极限椭圆的中心位置将在直轴上移动,运动区间为 $[x_a, x_b]$ 。

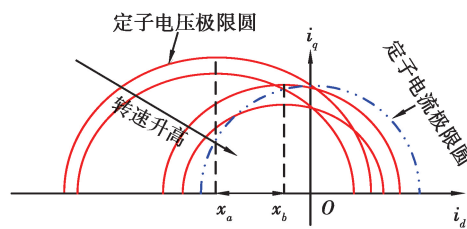


图 6 HPMVM 定子电压和电流的极限约束

Fig. 6 Limit constraints of stator voltage and current for HPMVM

3.2 最优转矩控制

在直流母线电压恒定的条件下,随着电机转速逐渐升高,反电势的幅值逐渐达到电压极限时,若不采用弱磁控制,则电机转速无法继续升高。利用 HPMVM 磁化状态可调特性,进一步拓宽电机的调速范围。然而,若连续调节电机磁化状态,则会使励磁损耗增加,甚至导致逆变器功率器件发生不可逆损害。为了避免此问题,文中采用了分区控制。如图 7 所示,在整个运行过程中,将电机运行区域划分为低速区和高速区,在低速区保持饱和磁化状态运行,电机获得最大转矩输出能力;高速区结合分段调磁实现最优转矩控制。

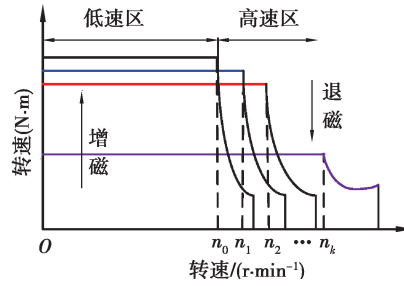


图 7 HPMVM 分区控制图

Fig. 7 HPMVM partition control chart

考虑定子极限电压约束,由式(14)变形得到电机在稳态时永磁磁链与转速的关系:

$$\psi_{\text{pm}}(i_f) = \sqrt{\left(\frac{U_{dc}}{\omega}\right)^2 - (L_q i_q)^2}. \quad (17)$$

文献[18]中,定义目标函数为

$$f = -(\psi_{\text{pm}}(i_f) + M_f i_f) i_q, \quad (18)$$

式中,永磁磁链和交轴电流均为变量,并满足电流和电压的约束条件。

$$\begin{cases} h_1 = i_q - i_N \leq 0, \\ h_2 = (\psi_{\text{pm}}(i_f) + M_f i_f)^2 + (L_q i_q)^2 - \left(\frac{U_{dc}}{\omega}\right)^2 \leq 0, \end{cases} \quad (19)$$

式中, i_N 为额定相电流。

构建 Lagrange 辅助函数:

$$F = f + \lambda_1 h_1 + \lambda_2 h_2, \quad (20)$$

式中, λ_1 和 λ_2 分别为拉格朗日乘子。

分别对式(20)中 $\psi_{\text{pm}}(i_f)$ 、 i_q 、 λ_1 和 λ_2 求偏导,得到:

$$\begin{cases} \frac{\partial F}{\partial \psi_{\text{pm}}(i_f)} = \frac{\partial f}{\partial \psi_{\text{pm}}(i_f)} + \lambda_2 \frac{\partial h_2}{\partial \psi_{\text{pm}}(i_f)} = 0, \\ \frac{\partial F}{\partial i_q} = \frac{\partial f}{\partial i_q} + \lambda_1 \frac{\partial h_1}{\partial i_q} + \lambda_2 \frac{\partial h_2}{\partial i_q} = 0, \\ \frac{\partial F}{\partial \lambda_1} = h_1 = 0, \\ \frac{\partial F}{\partial \lambda_2} = h_2 = 0. \end{cases} \quad (21)$$

忽略脉冲电流,由式(21)得到最优转矩的输出解为

$$\begin{cases} i_q = i_N, \\ (\psi_{\text{pm}}(i_f))^2 + (L_q i_q)^2 = \left(\frac{U_{dc}}{\sqrt{3}\omega}\right)^2. \end{cases} \quad (22)$$

式(22)表明,交轴电流位于定子电流极限圆的边界上时获得最优输出转矩,如图 8 所示。 $\psi_{\text{pm}}(i_{f1})$ 、 $\psi_{\text{pm}}(i_{fk})$ 分别为永磁磁链的边界值,与额定电流的交点分别为 A 点和 B 点,则区间 AB 为 HPMVM 获得最优转矩控制点的变化范围。

图 9 为转速与磁链之间的关系图, n_0, n_1, \dots, n_k 为不同转折速度,对应转折磁链为 $\psi_{\text{pm}}(i_{f1}), \psi_{\text{pm}}(i_{f2}), \dots, \psi_{\text{pm}}(i_{fk})$,其中 $n_0 = n_N$ (n_N 为额定速度)。若永磁磁链观测值 $\psi_{\text{pm}}(i_f) < \psi_{\text{pm}}(i_{fi})$ ($i=1, 2, \dots, k$),则施加正向调磁脉冲,若永磁磁链观测值 $\psi_{\text{pm}}(i_f) > \psi_{\text{pm}}(i_{fi})$ ($i=1, 2, \dots, k$),需施加反向调磁脉冲。否则,无需施加调磁脉冲。

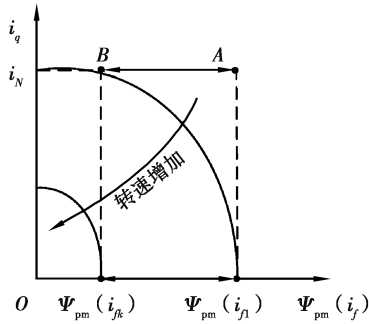


图 8 最优转矩输出工作点的运行轨迹

Fig. 8 Running track of optimal torque output operating point

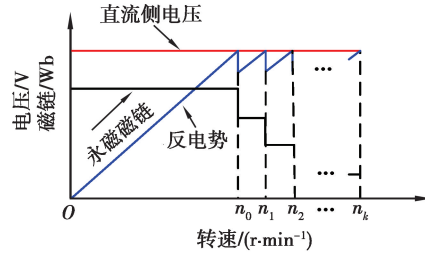


图 9 电压(磁链)-速度曲线

Fig. 9 Voltage (flux linkage)-speed curve

4 仿真分析

4.1 系统组成

为了验证文中所提出控制策略的有效性,在 Simulink 中搭建了 HPMVM 驱动控制系统的仿真模型,控制框图如图 10 所示,部分仿真参数如下:额定转速 136 r/min,转子极对数 22,绕组极对数 2,定子齿数 24,直流母线电压 510 V,转动惯量 $0.0008 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$,摩擦系数 0.000 1,定子绕组电阻 1.09Ω ,直轴电感 8.77 mH,交轴电感 12.87 mH,永磁磁链 $0.06 \sim 0.14 \text{ Wb}$ 。

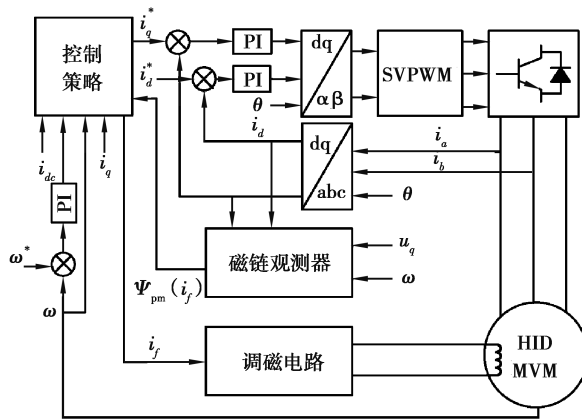


图 10 HPMVM 电机控制系统框图

Fig.10 Block diagram of HPMVM motor control system

额定转速以下属于低速区,转矩设定为 $20 \text{ N} \cdot \text{m}$;额定转速以上的属于高速区,将高速区间划分为区间一 $[136, 180]$ 和区间二 $[180, 300]$,并以 180 r/min 和 250 r/min 为速度转折点,对应转矩给定分别为 $15 \text{ N} \cdot \text{m}$ 和 $11 \text{ N} \cdot \text{m}$ 。

4.2 去磁运行分析

图 11 为 HPMVM 连续去磁的运行特性曲线。采用 $i_d=0$ 控制,整个过程中,初始转速给定为 136 r/min,2 s 时突变为 180 r/min,3 s 时突变为 250 r/min。

永磁磁链分析:图 11(a)和图 12(a)为永磁磁链的观测图,由图可知 STA 滑模观测器在稳定性、快速性及抖振上均优于普通的指数滑模观测器。在图 11(a)(b)中,2 s 以前电机以饱和磁化状态运行,磁链的观测值为 0.14 Wb ;2 s 时施加幅值为 -26 A 的去磁电流脉冲,永磁磁链的幅值降为速度区间 $[136, 180]$ 对应的磁链幅值 0.11 Wb ;3 s 时施加了 -58 A 的去磁电流脉冲,永磁磁链的幅值也降为速度区间 $[180, 300]$ 所对应的磁链幅值 0.06 Wb 。

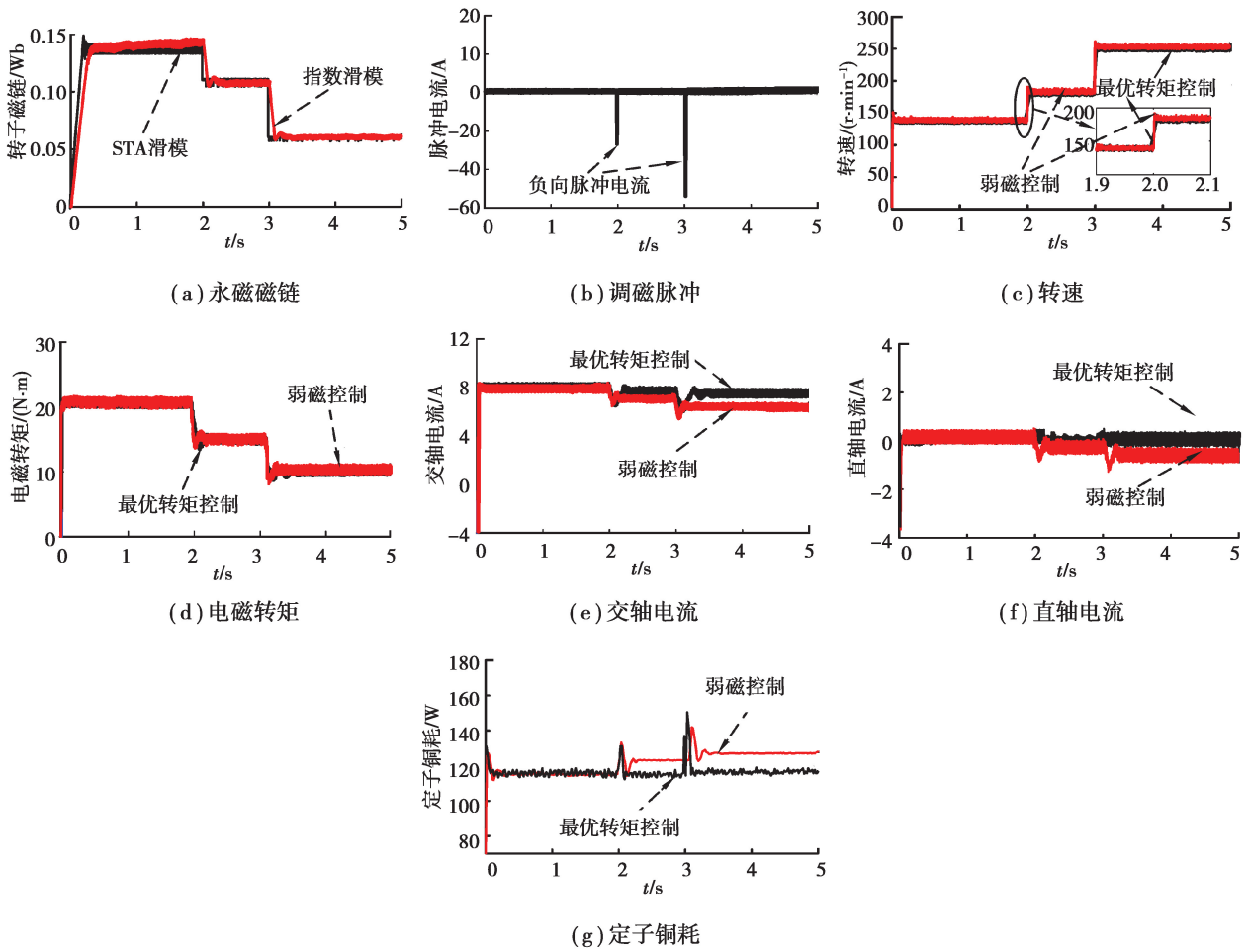


图 11 HPMVM 去磁运行特性

Fig. 11 Operating characteristics of HPMVM demagnetization

转速分析:由图 11(c)可知,2 s 以前电机以额定转速 136 r/min 运行,2 s 以后减小电机永磁磁链的幅值进入了高速区间。由图 11(a)和(c)可知,通过调节永磁磁链,电机的转速由 136 r/min 提升到 250 r/min,且转速能较快地跟随给定值。然而与传统的弱磁控制相比,永磁磁链幅值的降低使得电机的响应速度变慢。

转矩及损耗分析:由图 11(d)可知,电磁转矩能较快地跟随给定值,但最优转矩由于磁链的减小,转矩响应慢于传统的弱磁控制;由 11(e)~(g)可知,最优转矩控制下的直轴电流基本无静差跟踪参考值,交轴基本保持在 8 A 左右,与弱磁控制相比,最优转矩控制的铜耗较小。同时,转矩恒定时,较高的永磁磁链能够降低电机定子的电流,以此减小损耗,进而提升系统的效率。

4.3 充磁运行分析

图 12 为 HPMVM 充磁运行特性仿真分析。此过程中,初始电机转速为 200 r/min,2 s 后给定为 160 r/min,3 s 后给定为 120 r/min。

永磁磁链及转速分析:在图 12(a)~(c)中,电机初始磁链给定为 0.06 Wb,2 s、3 s 时分别施加了幅值为 32 A 和 70 A 的充磁脉冲电流,永磁磁链的幅值也上升到 0.09 Wb 和 0.13 Wb,转速也由最初的 200 r/min 下降到 150 r/min 和 120 r/min。

转矩分析:由图 12(b)~(e)可知,电机的初始电磁转矩为 10 N·m,在 2 s、3 s 时分别施加了不同的充磁电流脉冲后,转矩相应由最初的 10 N·m 提升到 15 N·m 和 20 N·m;其直轴电流保持为 0,交轴电流脉动较大,造成了转矩脉动较为严重,这将需要进一步研究解决。

采用分段调磁控制的 HPMVM 转矩与速度曲线如图 13 所示。由图 13 可知,通过调节电机的永磁磁链,电机的转折速度由 136 r/min 提升到 250 r/min,表明了此方法显著拓宽了 HPMVM 的调速范围。

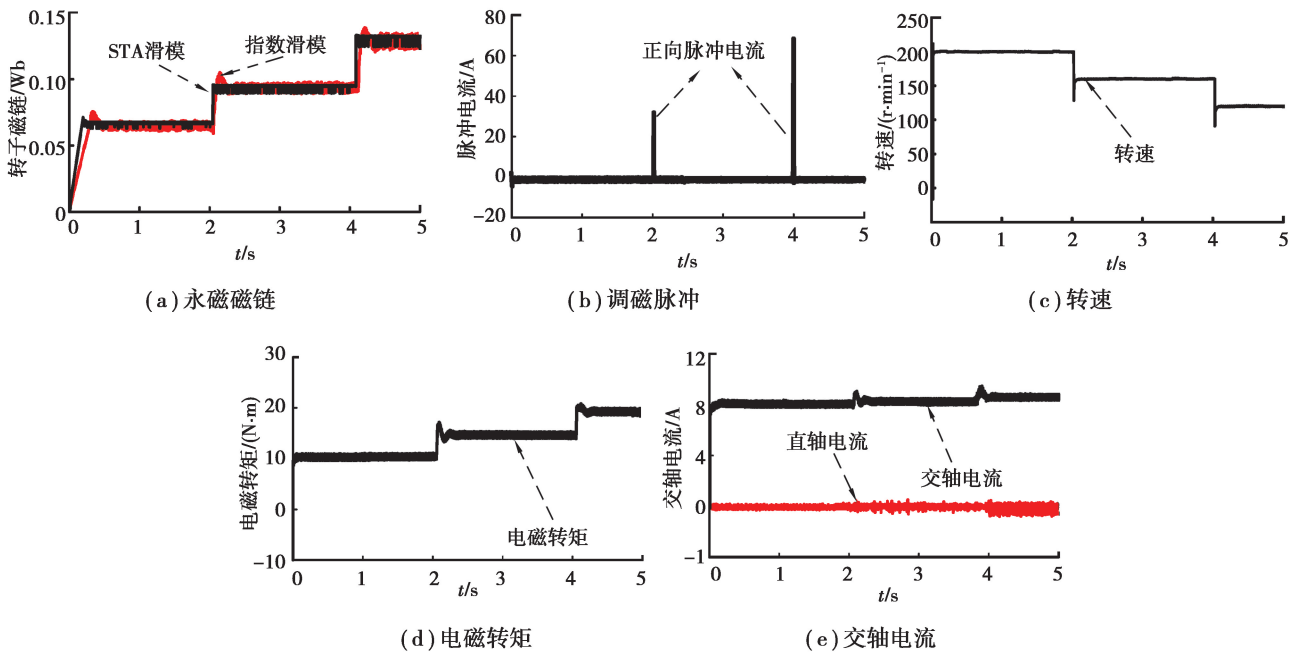


图 12 HPMVM 充磁运行特性

Fig.12 Operating characteristics of HPMVM magnetization

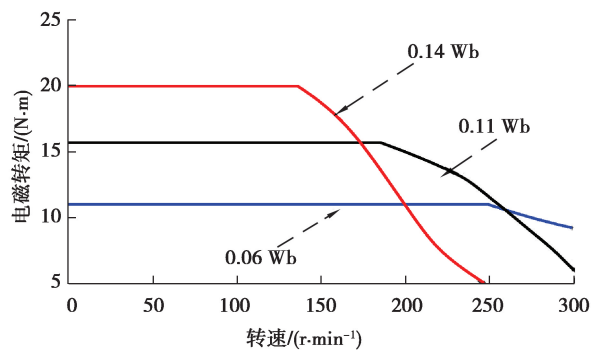


图 13 HPMVM 转矩-速度曲线

Fig. 13 Torque-speed curve of HPMVM

5 结 论

以直驱式顶驱驱动系统为研究背景,以 HPMVM 作为驱动装置。在分析了 HPMVM 调磁原理和数学模型的基础上,设计了 STA 滑模永磁磁链观测器,并结合 HPMVM 磁链可调特性在全速域内提出了基于分区控制的最优转矩控制策略,主要得到以下的结论:

- 1) STA 滑模磁链观测器能够快速识别 HPMVM 转子磁链,且精度较高,抖振较小。
- 2) 与传统的弱磁控制相比,最优转矩控制实现了全速域内最大转矩的输出,并降低了电机的铜耗,然而永磁磁链的降低也导致了电机响应速度变慢。
- 3) 在恒负载的情况下,较大的永磁磁链能够降低电机的定子电流,进而提升整个系统的效率。

参考文献:

- [1] 张东海, 陈俊, 蒋谊, 等. 直驱式顶驱的研制和应用[J]. 石油矿场机械, 2012, 41(1): 72-75.
Zhang D H, Chen J, Jiang Y, et al. Development and applications of direct-drive top drive drilling system[J]. Oil Field Equipment, 2012, 41(1): 72-75.(in Chinese)

- [2] 蒋谊, 陈俊, 王信军, 等. 新型直驱式顶部驱动钻井装置[J]. 石油机械, 2011, 39(7):56-58.
Jiang Y, Chen J, Wang X J, et al. A new direct-drive type top drive drilling system[J]. China Petroleum Machinery, 2011, 39(7):56-58.(in Chinese)
- [3] 林鹤云, 阳辉, 黄允凯, 等. 记忆电机的研究综述及最新进展[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(33): 57-67.
Lin H Y, Yang H, Huang Y K, et al. Overview and recent developments of memory machines[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(33): 57-67.(in Chinese)
- [4] 林明耀, 杨公德, 李念. 混合永磁记忆电机系统及其关键技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(4): 1187-1202,1296.
Lin M Y, Yang G D, Li N. Overview of hybrid permanent magnet memory machine systems and their key technologies[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(4): 1187-1202,1296. (in Chinese)
- [5] Zhou Y B, Chen Y S, Shen J X. Analysis and improvement of a hybrid permanent-magnet memory motor[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2016, 31(3): 915-923.
- [6] Fukushige T, Kato T, Akatsu K, et al. Variable magnetization machine in electrified vehicle application[J]. Electrical Engineering in Japan, 2016, 197(3): 67-75.
- [7] Yu C Y, Fukushige T, Limsuwan N, et al. Variable-flux machine torque estimation and pulsating torque mitigation during magnetization state manipulation[C]//Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, 2013.
- [8] Chen J H, Li J, Qu R H. Maximum-torque-per-ampere and magnetization-state control of a variable-flux permanent magnet machine[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(2): 1158-1169.
- [9] 龚宇, 余创, 邹国棠, 等. 新型双凸极永磁记忆电机的特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(24): 67-72.
Gong Y, Yu C, Zou G T, et al. Characteristics analysis of a novel doubly salient permanent magnet memory motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(24): 67-72.(in Chinese)
- [10] Yang G D, Lin M Y, Li N, et al. Vector control of stator-permanent magnet memory machine based on three magnetization state manipulations[J]. Journal of Electrical Engineering & Technology, 2019, 14(1): 169-177.
- [11] Yu C, Chau K T. Design, analysis, and control of DC-excited memory motors[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2011, 26(2): 479-489.
- [12] Yu C, Chau K T. Dual-mode operation of DC-excited memory motors under flux regulation[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(5): 2031-2041.
- [13] Yang H, Lin H Y, Zhu Z Q, et al. Novel flux-regulatable dual-magnet vernier memory machines for electric vehicle propulsion[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2014, 24(5): 1-5.
- [14] 安群涛, 孙力, 赵克. 一种永磁同步电动机参数的自适应在线辨识方法[J]. 电工技术学报, 2008, 23(6): 31-36.
An Q T, Sun L, Zhao K. An adaptive on-line identification method for the parameters of permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 23(6): 31-36.(in Chinese)
- [15] 陈振, 刘向东, 靳永强, 等. 采用扩展卡尔曼滤波磁链观测器的永磁同步电机直接转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(33): 75-81.
Chen Z, Liu X D, Jin Y Q, et al. Direct torque control of permanent magnet synchronous motors based on extended Kalman filter observer of flux linkage[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(33): 75-81.(in Chinese)
- [16] 张谦, 李东. 带参数辨识的自适应二阶滑模观测器 PMSM 无传感器矢量控制[J]. 控制与决策, 2019, 34(7): 1385-1393.
Zhang Q, Li D. Adaptive second-order sliding mode observer with parameter identification for PMSM sensorless vector control[J]. Control and Decision, 2019, 34(7): 1385-1393.(in Chinese)
- [17] Moreno J A, Osorio M. Strict Lyapunov functions for the super-twisting algorithm[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2012, 57(4): 1035-1040.
- [18] Mbayed R, Salloum G, Vido L, et al. Hybrid excitation synchronous machine control in electric vehicle application with copper losses minimization[C]//IET International Conference on Power Electronics, IET, 2012.